

公開実用 昭和62-29785

⑨日本国特許庁 (JP)

⑩実用新案出願公開

⑪公開実用新案公報 (U)

昭62-29785

⑫Int.CI.

H 02 M 3/28

識別記号

厅内整理番号

7829-5H

⑬公開 昭和62年(1987)2月23日

審査請求 未請求 (全 頁)

⑭考案の名称 DC-DCコンバータ

⑮実 願 昭60-118670

⑯出 願 昭60(1985)8月1日

⑰考 案 者 須 藤 清 人 東京都中央区日本橋1丁目13番1号 テイーディーケイ株式会社内

⑱出 願 人 テイーディーケイ株式会社 東京都中央区日本橋1丁目13番1号

⑲代 理 人 弁理士 三澤 正義

Best Available Copy

明細書

1. 考案の名称

DC-DCコンバータ

2. 実用新案登録請求の範囲

電源部からの電圧を入力とする電圧制御発振器と、この電圧制御発振器の出力によってスイッチングを行なうスイッチング素子と、該スイッチング素子から得られる信号によって励起される1次巻線をもつトランスと、該トランスの2次側出力を整流平滑する回路とを有し、該整流平滑回路から出力を得ると共に、前記電圧制御発振器は前記電源部の変動に比例した発振出力を生ずるように構成されていることを特徴とするDC-DCコンバータ。

3. 考案の詳細な説明

[考案の技術分野]

本考案は、入力電圧に比例した発振周波数をもつDC-DCコンバータに関する。

[考案の技術的背景とその問題点]

直流電源を入力電圧として、この電流電圧を昇

- 1 -

933

実開 62-25735

圧又は降圧して安定化された直流出力電圧を発生するDC-DCコンバータが、電源装置として提案されている。

ところで、この種のコンバータは商用電源等の不安定な電源を入力電源としているため、入力電源電圧が変動した場合に種々の問題が生ずる。例えば昇圧又は降圧用にトランスが用いられているが、入力電圧が変動すると、トランスの磁束Bが変動してしまい、その変動幅が大きくなると飽和してしまい、適正な電圧変換が行なわれなくなるという問題が生ずる。ちなみに、トランスの1次巻線の巻数Nと、入力電圧V、印加周波数f、磁性体の断面積A及び磁束変化△Bとは以下の関係式で示される。

$$N = V / f \cdot A \cdot \Delta B \quad \dots(1)$$

即ち、 ΔB は次式(2)の関係にある。

$$\Delta B = V / f \cdot A \cdot N \quad \dots(2)$$

従って、入力電圧Vが変動すると、これに比例して ΔB が変動して上記の如き問題に発展するわけである。

[考案の目的]

本考案は前記事情に鑑みてなされたものであり、入力電圧が変動してもトランスの磁束を変動させることなく安定した出力電圧を得ることのできるDC-DCコンバータを提供することを目的とするものである。

[考案の概要]

前記目的を達成するために本考案は、入力電圧の変動に応じて発振周波数を変動させ、もってトランスの飽和を防ぐようにしたことを特徴とする。

[考案の実施例]

以下 実施例により本考案を具体的に説明する。

第1図は本考案の一実施例を示すブロック図であり、電圧制御発振器（以下VCOという）1と、このVCO1の出力によって制御されるスイッチング素子2と、スイッチング素子2を介して制御される1次巻線を有するトランス3と、このトランス3の2次巻線に得られる電圧を整流平滑する整流平滑回路5及び、前記VCO1とトランス3の1次巻線に電力を供給する電源4とによって構



成される。

第2図は本考案の他例を示すものであり、第1図と異なるところは、VCO1とスイッチング素子2との間にパルス幅変調器（PWM）6を設けると共に、整流平滑回路5の出力をフィードバック回路7を介して前記PWM6を制御するように接続した点であり、この様なフィードバック系を設けることによって更に出力の安定化を図ったものである。

第3図は本考案の更に他の実施例であり、第1図及び第2図の実施例とは異なり、トランス3を可変リーケージトランス（VLT）とし、出力をフィードバック回路7を介してフィードバックして前記VLTを制御することによって出力の安定化を図っている。

尚、この他にトランスは通常のものを用いて、このトランスと整流平滑回路との間にマグアンプを設け、フィードバック出力によりマグアンプを制御して出力の安定化を図った回路としてもよい。

第4図は前記第1図の回路を更に具体化した回

路である。VCO1は、2個のトランジスタQ₁，Q₂を各負荷抵抗R₂，R₃を介して並列に接続し、各ベースをそれぞれ抵抗R₄，R₅を介して相手方のトランジスタのコレクタ側に交差接続し、かつ各ベースと接地側にコンデンサC₂，C₃を接続することによって構成されている。スイッチング素子はトランス3の1次コイル側に接続されたMOS FET2を用いて、そのゲートは抵抗R₆を介して前記VCO1の出力に接続されている。整流平滑回路5はダイオードD₁とコンデンサC₄とによって構成される。そして、電源4は例えば交流電源Eとそれを全波整流するダイオードブリッジDBとから成り、この整流器DBの出力側に接続された抵抗R₁，コンデンサC₁からなる時定数回路を介して電源電圧がVCO1に供給されるようになっている。

この回路の動作は次の通りである。先ず電源からの電圧印加によってVCO1が動作する。即ち、各トランジスタQ₁，Q₂の特性と、そのコレクタやベースに接続された各抵抗R₂～R₅及びコ

ンデンサ C_2 , C_3 によって決まる時定数で VCO の発振条件が決まり、この発振出力によって FET 2がオン、オフ制御される。この FET 2のオン、オフ動作によりトランス3の1次側コイルが励起され、2次側に交流出力が発生する。この交流出力は回路5によって整流平滑されて安定化直流出力 V_o となる。ここで、電源電圧が変動すると、この変動状態に応じて VCO 1の出力状態が変化する。例えば電源電圧が変化すると VCO 1の発振出力が比例して変化する様に設定しておく。この結果、トランスの磁束 B の変化 ΔB は一定となる。

このことを前記第(2)式で説明すれば、トランスの磁性体の断面積 A と1次コイルの巻数 N は常に一定であるからその積 $A \cdot N$ は一定 (k) となるので次式(3)の様に表わせる。

$$\Delta B = V / f \cdot k \quad \dots(3)$$

この V / f が比例的に変化することになるから、一定となり、従って ΔB は一定となるのである。この結果磁束が飽和することなく、変換精度の向



上が図れる。

かかる効果は第2図、第3図の回路にいても同様である。

[考案の効果]

以上詳述した本考案によれば、入力電圧が変動してもトランジスタの飽和を防ぐことができ、安定化出力が得られるDC-DCコンバータを提供できる。

4. 図面の簡単な説明

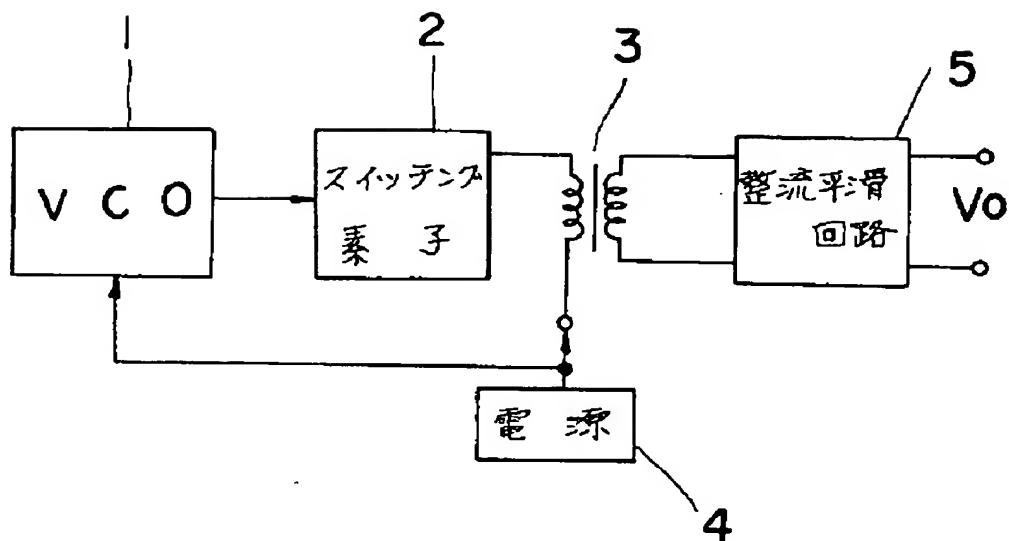
第1図は本考案の一実施例ブロック図、第2図及び第3図は本考案の他例を示す一実施例ブロック図、第4図は第1図の回路の具体的回路図である。

1…電圧制御発振器、2…スイッチング素子、
3…トランジスタ、4…電源、5…整流平滑回路、

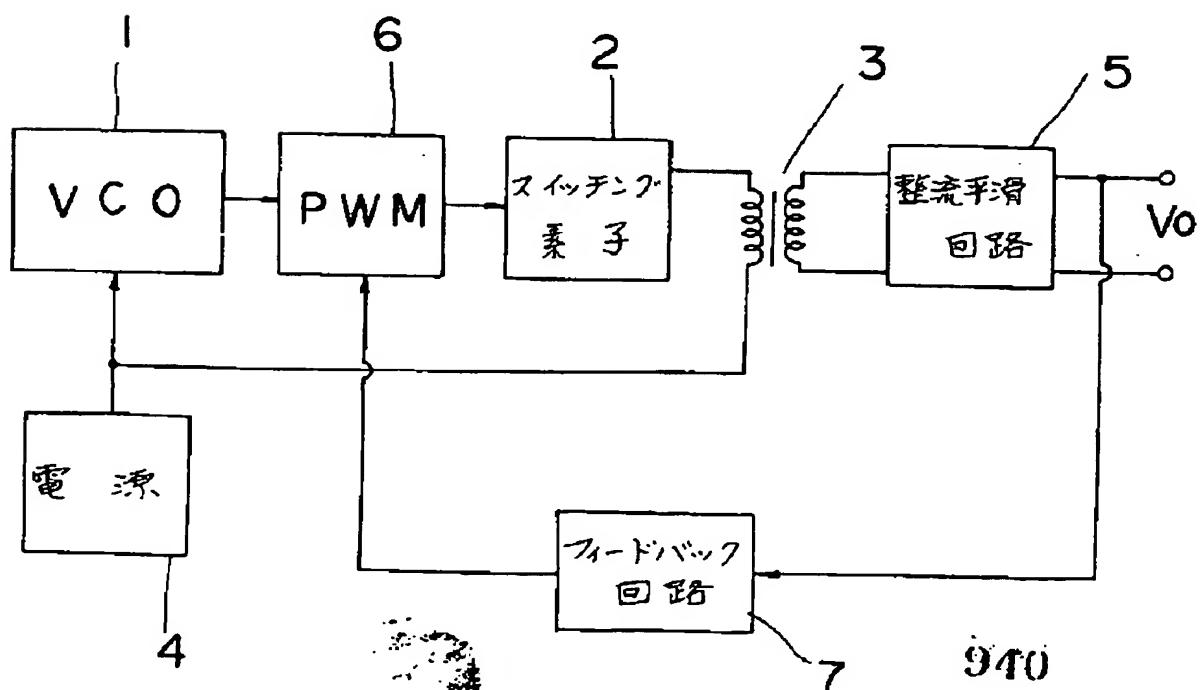
代理人 弁理士 三澤 正



第 1 図

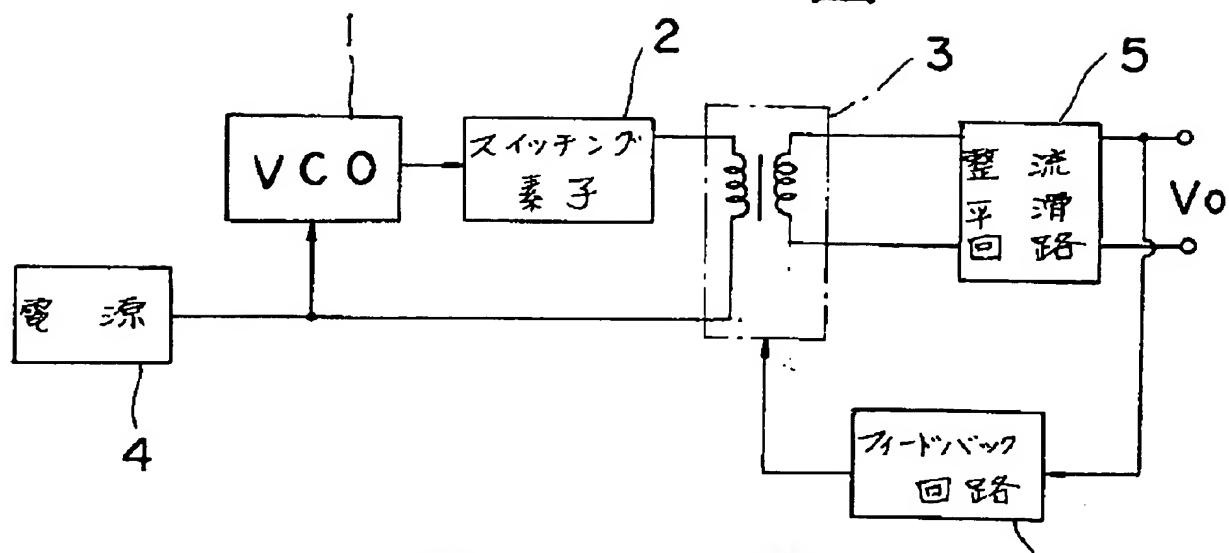


第 2 図

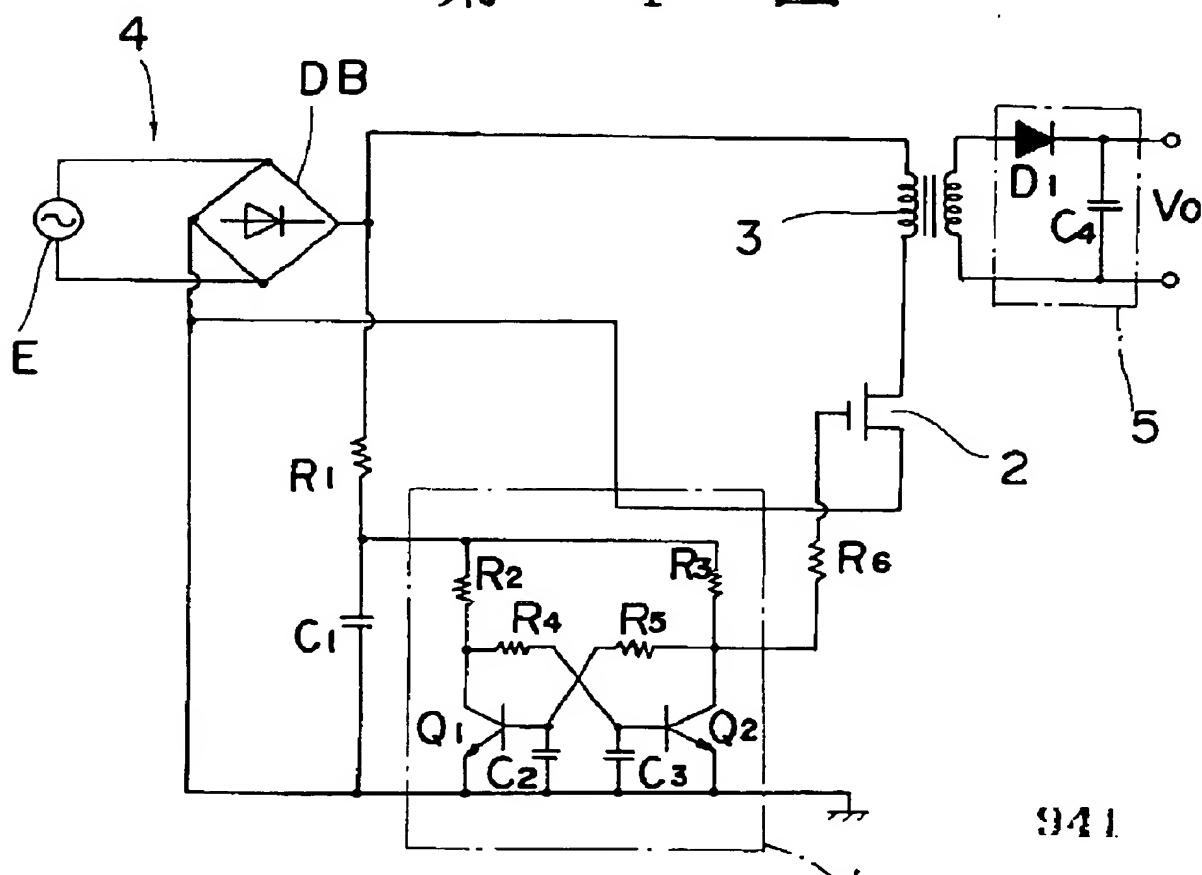


代理人弁理士 三澤正義
実開62-29785
940

第 3 図



第 4 図



941

実用62-29785

代理人弁理士 三澤正義